

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-249911

(43)Date of publication of application : 05.09.2003

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

H04B 3/04

H04J 13/00

(21)Application number : 2003-003372

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC INF
TECHNOL CENTER EUROP BV

(22)Date of filing : 09.01.2003

(72)Inventor : CASTELAIN DAMIEN
MOTIER DAVID

(30)Priority

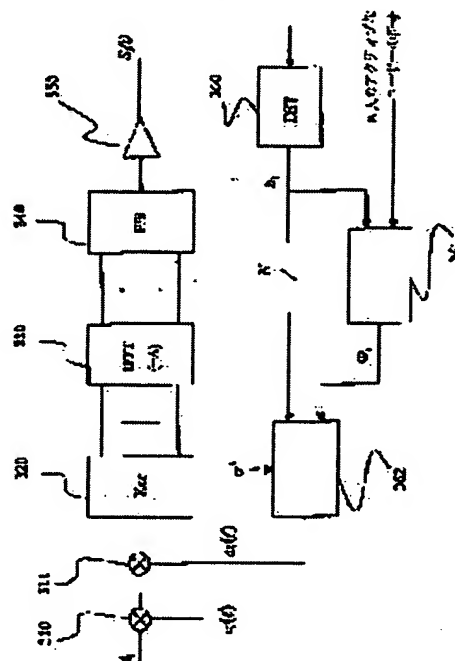
Priority number : 2002 02290076 Priority date : 11.01.2002 Priority country : EP

(54) PRE-DISTORTION METHOD FOR TELECOMMUNICATION SYSTEM AND TRANSMITTER FOR MOBILE TERMINAL OF MC-CDMA TELECOMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a pre-distortion method for a telecommunication system comprising a base station and at least one user.

SOLUTION: Each symbol of the user is spread with a coding sequence over a plurality of carriers to produce a plurality of corresponding frequency components of a signal ($S_i(t)$) to be transmitted over an uplink transmission channel to the base station. Each of the frequency components is weighted by a weighting coefficient ($\omega_i(l)$), the weighting coefficients are determined from channel response coefficients ($h_i(l)$) of a downlink transmission channel corresponding to the carriers at the respective frequencies of the carriers and from a value of noise variance (σ^2) affecting the carriers.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 21.12.2005

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-249911

(P2003-249911A)

(43)公開日 平成15年9月5日(2003.9.5)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームコード(参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 B 3/04		H 0 4 B 3/04	C 5 K 0 4 6
H 0 4 J 13/00		H 0 4 J 13/00	A

審査請求 未請求 請求項の数10 O L 外国語出願 (全 35 頁)

(21)出願番号 特願2003-3372(P2003-3372)

(22)出願日 平成15年1月9日(2003.1.9)

(31)優先権主張番号 0 2 2 9 0 0 7 6 . 5

(32)優先日 平成14年1月11日(2002.1.11)

(33)優先権主張国 欧州特許庁 (E P)

(71)出願人 599036406

ミツビシ・エレクトリック・インフォメイ
ション・テクノロジー・センター・ヨーロ
ッパ・ビー・ヴィ

フランス国、35700 レンヌ、アヴニュ
ー・デ・ピュット・ド・コスケム 80

(72)発明者 ダミアン・キャストラン

フランス国、35700 レンヌ、アヴニュ
ー・デ・ピュット・ド・コエスム 80

(74)代理人 100057874

弁理士 曾我 道照 (外4名)

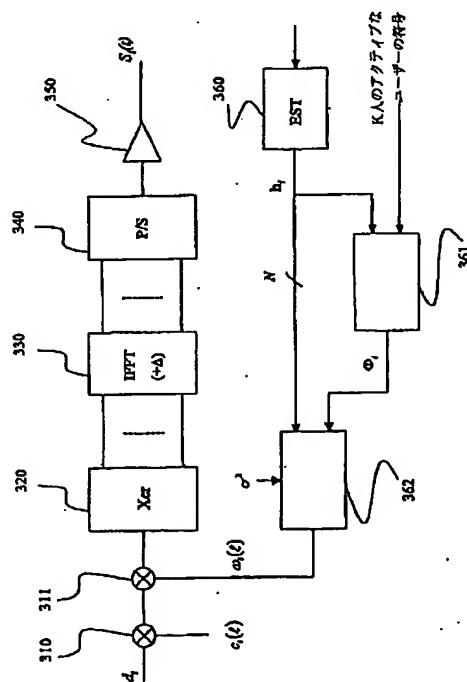
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 通信システム用のプリディストーション方法及びMC-CDMA通信システムの携帯端末用の送信機

(57)【要約】 (修正有)

【課題】 基地局と少なくとも1人のユーザーを含む通信システムのためのプリディストーション方法を提供する。

【解決手段】 ユーザーの各シンボルは、符号化シーケンスにより複数の搬送波にわたって拡散され、アップリンク送信チャネルを介して上記基地局に送信される信号 ($S_i(t)$) のそれらの搬送波に対応する複数の周波数成分が生成される。それらの各周波数成分は、重み係数 ($\omega_i(l)$) により重み付けされ、それらの重み係数は、それらの搬送波に対応するダウンリンク送信チャネルの、搬送波のそれぞれの周波数におけるチャネル応答係数 ($h_i(l)$) と、それらの搬送波に影響する雑音分散の値 (σ^2) とから決定される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 基地局と少なくとも1人のユーザー

(i)を含む通信システム用のプリディストーション方法であって、前記ユーザーの各シンボル(d_i)が、複数の搬送波(1)にわたって符号化シーケンス($c_i(1)$)により拡散されることにより、アップリンク送信チャネルを通して前記基地局に送信される信号($s_i(t)$)の前記複数の搬送波に対応する複数の周波数成分($d_i c_i(1)$)が生成されるプリディストーション方法において、

前記各周波数成分は、前記搬送波のダウンリンク送信チャネルの前記搬送波に対応する周波数(f_i)におけるチャネル応答係数($h_i(1)$)と前記搬送波に影響する雑音分散の値(σ^2)の関数である重み係数($w_i(1)$)により重み付けされることを特徴とする通信システム用のプリディストーション方法。

【請求項2】 前記ユーザー(i)に対して、前記重み

$$\Phi_i = \text{Diag}(h_i) \cdot \text{Diag}(c_i) \cdot C^* C^T \cdot \text{Diag}(c_i^*) \cdot \text{Diag}(h_i^*)$$

の形式の式に従って計算され、ここで、〈行列〉 $\text{Diag}(h_i)$ と $\text{Diag}(h_i^*)$ は前記チャネル応答係数とその共役をそれぞれ対角要素に持つ対角行列であり、〈行列〉 $\text{Diag}(c_i)$ と $\text{Diag}(c_i^*)$ は前記ユーザーの符号化シーケンスの要素とその共役をそれぞれ対角要素に持つ対角行列であり、〈行列〉 C はアクティブなユーザーに割り当てられた符号化シーケンスを表す行列であり、*と T はそれぞれ共役演算と転置演算を表すことを特徴とする請求項2に記載のプリディストーション方法。

【請求項4】 前記行列〈行列〉 Φ_i は、

【数3】の形式の式に従って計算され、ここで、 K はアクティブなユーザーの数、〈行列〉 $\text{Diag}(|h_i|^2)$ は前記チャネル応答係数の絶対値の二乗を対角要素に持つ対角行列であることを特徴とする請求項2に記載のプリディストーション方法。

$$\Phi_i = \frac{K}{N^2} \frac{\text{Diag}(|h_i|^2)}{\text{Diag}(|h_i|^2)}$$

【請求項5】 前記搬送波1に関連する、周波数成分に対する前記重み係数($w_i(1)$)は

【数4】

$$\frac{h_i^*(t)}{\rho |h_i(t)|^2 + \frac{N}{K} \sigma^2}$$

$$\Phi_i' = \text{Diag}(\rho_i) \cdot \text{Diag}(c_i) \cdot C^* C^T \cdot \text{Diag}(c_i^*) \cdot \text{Diag}(\rho_i)$$

の形式の式に従って計算され、ここで、〈行列〉 $\text{Diag}(\rho_i)$ は前記ベクトル ρ_i の成分を対角要素に持つ対角行列であり、〈行列〉 $\text{Diag}(c_i)$ と $\text{Diag}(c_i^*)$ は前記ユーザーの符号化シーケンスの要素と

係数を表すベクトル w_i は、前記チャネル応答係数を表すベクトル〈ベクトル〉 h_i からベクトル〈ベクトル〉 w_i の共役ベクトルとして決定され、後者のベクトルは、

【数1】

$$w_i = \alpha \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} I \right)^{-1} h_i$$

の形式の式から得られ、ここで、〈ベクトル〉 I は単位行列、 σ^2 は前記雑音分散の値、 N は前記符号化シーケンスの長さ、 α は正規化係数、〈行列〉 Φ_i は前記基地局のサービスを受けるアクティブなユーザーに割り当てられた符号化シーケンスと前記チャネル応答係数とに依存する行列であることを特徴とする請求項1に記載のプリディストーション方法。

【請求項3】 前記行列〈行列〉 Φ_i は、

【数2】

に比例し、ここで、($h_i(1)$)は搬送波1の周波数におけるチャネル応答係数、 N は前記シーケンスの長さ、 K は前記基地局のサービスを受けるアクティブなユーザー数、 β は実数の重み係数、*は共役演算であることを特徴とする請求項1に記載のプリディストーション方法。

【請求項6】 前記ユーザー(i)に対して、前記重み係数の各大きさを表すベクトル w'_i は、

【数5】

$$w'_i = \alpha \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} I \right)^{-1} \rho_i$$

の形式の式に従って、前記チャネル応答係数のそれぞれの大きさを表すベクトル ρ_i から決定され、ここで、〈行列〉 I は単位行列、 σ^2 は前記雑音分散の値、 N は前記符号化シーケンスの長さ、 α は正規化係数、〈行列〉 Φ'_i は前記基地局のサービスを受けるアクティブなユーザーに割り当てられた符号化シーケンスと前記チャネル応答係数とに依存する行列であることを特徴とする請求項1に記載のプリディストーション方法。

【請求項7】 前記行列〈行列〉 Φ'_i は、

【数6】

その共役をそれぞれ対角要素に持つ対角行列であり、〈行列〉 C はアクティブなユーザーに割り当てられた符号化シーケンスを表す行列であり、*と T はそれぞれ共役演算と転置演算を表すことを特徴とする請求項6に記

載のプリディストーション方法。

【請求項8】 前記雑音分散の値は、ルックアップテーブルから検索されることを特徴とする請求項1～7のいずれかに記載のプリディストーション方法。

【請求項9】 前記雑音分散の値は、前記基地局から送信される計測値であることを特徴とする請求項1～7のいずれかに記載のプリディストーション方法。

【請求項10】 送信されるシンボル(d_i)を複数の搬送波(1)にわたって拡散して複数の周波数成分($d_i c_i(1)$)を生成する拡散手段(310)を備えたMC-CDMA通信システムの携帯端末用の送信機であって、前記搬送波の周波数(f_1)におけるダウンリンク送信チャネルのチャネル応答係数($h_i(1)$)を推定するための推定手段(360)と、前記チャネル応答係数と前記搬送波に影響する雑音分散(σ^2)の値とから複数の重み係数($\omega_i(1)$)を導き出す計算手段(361, 362)と、前記周波数成分を前記重み係数で重み付けする重み付け手段(311)とを備えたことを特徴とするMC-CDMA通信システムの携帯端末用の送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、複数搬送波符号分割多重接続(MC-CDMA)通信システム用のアップリンクのプリディストーション(pre-distortion)方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 MC-CDMAは、無線広帯域マルチメディアアプリケーション用として広く注目を集めている。複数搬送波符号分割多重接続(MC-CDMA)は、OFDM(直交周波数分割多重)変調とCDMA多重接続技法を組み合わせている。この多重接続技法は、Proceedings of PIMRC'93の第1巻109～113ページに掲載された「Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks」と題された論文において、N. Yee他によって最初に提案された。この技法の開発は、1997年12月のIEEE Communication Magazineの126～133ページに発表された「Overview of Multicarrier CDMA」と題された論文においてS. Hara他によって概説されている。

【0003】 各ユーザーの信号を時間領域で乗算してその周波数スペクトルを拡散するDS-SS(直接拡散符号分割多重接続)とは異なり、この技法では、周波数領域でシグネチャが信号と乗算され、シグネチャの各要素が異なる副搬送波の信号に乗算される。

【0004】 一般的に、高い周波数利用効率、多重接続機能、周波数選択性チャネルが存在する場合のロバスト性、高い柔軟性、狭帯域干渉除去、簡単なワンタップ等化など、MC-CDMAはCDMAとOFDMの有利な特徴を組み合わせている。

【0005】 図1は、さらに具体的に、所与のユーザーiのMC-CDMA送信機の構造を示している。ここでは、アップリンクを対象にする、つまり、送信機がユーザーiの携帯端末(TMと表示)内にあると仮定する。 $d_i(n)$ をユーザーiから時刻nTに基地局に対して送信されるシンボルとし、 $d_i(n)$ は変調アルファベットの1つである。最初に110において、シンボル $d_i(n)$ と $c_i(n)$ で表される拡散シーケンス(および、わかりやすくするためにここでは省略するスクランブルシーケンス)との乗算が行われる。拡散シーケンスは、N個の「チップ」からなり、各「チップ」は期間が T_c からなり、拡散シーケンスの合計期間はシンボル期間Tに対応する。以降では、一般性を失うことなく、特に断らない限り単一の拡散シーケンスがユーザーiに割り当てられていると仮定する。一般的に、ユーザーiには、必要なデータ転送速度に従って1つまたは複数の直交拡散シーケンスを割り当てることができる(複数符号の割り当て)。セル内干渉の緩和のために、種々のユーザーに割り当てられる拡散は直交するように選択するのが好ましい。

【0006】 以降で単に d_i と表すシンボル $d_i(n)$ と拡散シーケンスの要素との乗算の結果、120において、OFDM多重化のN個の周波数のサブセットにわたって多重化されたN個のシンボルが得られる。一般的に、そのサブセットの周波数の数NはOFDM多重化の周波数の数Lの約数である。以降では、 $L=N$ であると仮定し、ユーザーiの拡散シーケンス要素の値を $c_i(l) = c_i(lT_c)$ 、 $l=0, \dots, L-1$ と表すことにする。それから、120において多重化されたシンボルのブロックに、モジュール130において逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用する。シンボル間の干渉を防止するために、送信チャネルのインパルス応答の期間よりも通常は長いガードインターバルがMC-CDMAシンボルに追加される。実際にはこの処理は、上記シンボルの終わりと同一のプレフィックス(Δ と表示)の追加によって達成される。並列/直列変換器140による直列化後、MC-CDMAシンボルはアナログ信号に変換され、それからフィルタ処理され、RF周波数へアップコンバート(図示せず)されてから増幅器150により増幅され、アップリンク送信チャネルを介して送信される。MC-CDMA手法は、本質的には(IFFT前の)スペクトル領域での拡散と、それに続くOFDM変調とみなすことができる。

【0007】 したがって、プレフィックスを省略すると、リバースリンク送信チャネルを介して送信される前に増幅器に供給される時刻tの信号 $S_i(t)$ は以下のように書くことができる。

【0008】

【数7】

$$S_i(t) = d_i \sum_{\ell=0}^{L-1} c_{i,\ell}(t) \exp(j \cdot 2\pi f_{\ell} t) \quad (1)$$

但し $nT \leq t < (n+1)T$

【0009】ここで、 $f_{\ell} = (1 - L/2) / T$ ($\ell = 0, \dots, L-1$) はOFDM多重の周波数である。より正確には、送信される信号は実際には $\text{Re} \{ S_i(t) \exp(j \cdot 2\pi F_0 t) \}$ であり、 $\text{Re}(\cdot)$ は実数部を表し、 F_0 はRF搬送波の周波数である。言い換えると、 $S_i(t)$ は送信される信号の複素数包絡である。

【0010】所与のユーザー i のMC-CDMA受信機の概略を図2に示す。アップリンクについて検討するので、受信機は基地局に位置する。

【0011】ベースバンド復調後、信号は「チップ」周波数でサンプリングされ、ガードインターバルに該当するサンプルは除去される（除去は図示せず）。得られた信号は以下のように書くことができる。

【0012】

【数8】

$$R(t) = \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{i,\ell}(t) \cdot c_{i,\ell}(t) \cdot d_i \cdot \exp(j \cdot 2\pi f_{\ell} t) + b(t) \quad (2)$$

但し $nT \leq t < (n+1)T$

【0013】ここで、 t は連続したサンプリング時刻の値を持ち、 K はユーザー数、 $h_{i,\ell}(t)$ は、時刻 nT に送信されたMC-CDMAシンボルの副搬送波 ℓ の周波数に対するユーザー i のチャネルの応答を表し、 $b(t)$ は受信雑音である。

【0014】復調信号を「チップ」周波数でサンプリングして得られたサンプルに対しては、210において直列／並列変換が行われてから、モジュール220においてFFTが適用される。220からの出力である周波数領域のサンプルは、ユーザー i の拡散シーケンスにより逆拡散される。逆拡散を行うには、周波数領域のサンプルに係数 $c_{i,\ell}^*(t)$ を（この場合、乗算器2300、 \dots 、230L-1において）乗算してから、（加算器240において）加算する。合計結果は、250において検出され、推定シンボル（ハット） \hat{d}_i が出力される。図示されていないが、検出には、誤り訂正復号処理として知られるビタビ復号やターボ復号などの誤り訂正復号処理が備わっていてもよい。

【0015】さらに、DS-CDMAのようにMC-CDMAでも、送信チャネルの拡散効果を補償するために、等化を受信側で行なうことができる。MC-CDMAでは、周波数領域のサンプルにはそれぞれ等化係数 $q_{i,\ell}(t)$ ($\ell = 0, \dots, L-1$) が（この場合、乗算器2300、 \dots 、230L-1において）乗算される。しかし、MC-CDMAでは、アップリンクチャネルの推定が非常に複雑になると考えられるため、DS-CDMAとは対照的に、アップリンクチャネル用の簡単な等化方法が存在しない。

【0016】実際にMC-CDMAでは、この推定は、さまざまなユーザーからの信号がまだ混合している状態である逆拡散前に、つまりチップレベルで行なわなければならない。対照的に、DS-CDMAでは、この推定は通常逆拡散後に、つまりシンボルレベルで、したがってユーザーごとに独立して行なわれる。

【0017】チャネル推定の問題を克服するには、送信側（つまりMTと表記する携帯端末において）でプリディストーションを実施し、チャネルの推定を必要とせず、簡単な復調器を受信側でできるようにすることが提案されている。プリディストーションの基礎となる基本的な考え方は、（TDDにおける）送信チャネルの相互性を利用する、つまりダウンリンク復調のために行なわれるダウンリンクチャネルの推定をアップリンクチャネルの推定として使用することである。この手法は、TDD動作（アップリンクとダウンリンクに同一の周波数帯域を使用）とMTの移動性が比較的低いこと、つまりドップラ周波数が低いことの両方を示している。

【0018】（ダウンリンク）プリディストーションを行うMC-CDMA TDDシステムは、たとえばVTC2 000-Spring Tokyo, IEEE 51st, 第3巻の1773~1777ページにおいて公開されているD. G. Jeong他の「Effect of channel estimation error in MC-CDMA/TDD systems」と題する論文に記述されている。プリディストーションは、送信されるMC-CDMAシンボルの各周波数成分に、その周波数におけるチャネル応答係数の逆数、つまり $h_{i,\ell}^{-1}(t)$ を乗算することで簡単にその作用を実現できる。しかし、基地局（BSと表記）は、基地局から携帯端末へのさまざまな伝搬ダウンリンクチャネル用に最適化され、プリディストーションされた複数のユーザー用の1つの共通の信号を送信することができないため（ $h_{i,\ell}^{-1}(t)$ は i に依存するため）、前述の論文に記述されたのとは逆に、そのようなダウンリンクプリディストーションは不可能である。この問題はアップリンク送信チャネルには存在せず、このプリディストーション技法をアップリンクに適用することも考えられる。しかし、周波数成分に係数 $h_{i,\ell}^{-1}(t)$ を乗算すると、深いフェージングがアップリンク送信チャネルに存在する場合（つまり副搬送波 ℓ によっては $h_{i,\ell}(t)$ がゼロに近くなる場合）、送信電力が非常に大きくなる可能性がある。この高い送信電力により、電池による自立性が減少し、隣接するセルへの干渉が大幅に増加する可能性がある。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、前述の欠点のないMC-CDMAシステムのアップリンクチャネル用の簡単なプリディストーション技法を設計することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】そのために、本発明を、

請求項1に記載するプリディストーション方法と、請求項10に記載するそのようなプリディストーション方法を実施する送信機により定義する。本発明の有利な実施形態については、従属項で定義する。

【0021】

【発明の実施の形態】本発明の特徴は、添付図面と関連して記述される以下の説明を読むことで明らかになる。本発明の基礎となる基本概念は、プリディストーションと復調との類似性の問題に由来する。どちらの場合も、チャネルの選択性により拡散シーケンスの直交性が損なわれ、(復調の場合に)雑音レベルを過度に増加することなく、あるいは(プリディストーションの場合に)送信電力を過度に増加することなく直交性を回復しなければならない。

【0022】ここで、もう一度MC-CDMA TDD 通信システムの場合、具体的には複素シンボルを複数のアクティブなユーザー、 $i = 0, \dots, K-1$ から受信する基地局について考えてみる。ユーザー i に対して、 d_i を(複素スカラー)送信シンボル、(ベクトル) c_i を成分が $c_i(1)$ のベクトル、(ベクトル) h_i を成分が $h_i(1)$ のチャネル応答ベクトル、(ベクトル) w_i をプリディストーション係数 $w_i(1)$ のプリディストーションベクトル、(ベクトル) ω_i を重み係数 $\omega_i(1) = w_i^* \cdot (1)$ に対応するベクトルとする。一般的に(ベクトル) c_i 、(ベクトル) h_i 、(ベクトル) w_i 、(ベクトル) ω_i は、サイズが N のベクトルで、 N は拡散シーケンスの長さである。前述のように、 $N=L$ 、つまり符号化シーケンス長は搬送波の数に等しく、1人のアクティブなユーザーが使用する符号化シーケンスは1つだけであると仮定する。しかし、以下で詳述する結果は、搬送波の数が拡散長よりも長い(典型的には搬送波の数の倍数である)場合、および/または複数の符号による送信の場合にまで及ぶことがで

$$v_{ij} = c_i^* \cdot h_j \cdot c_j$$

【0033】符号化シーケンスは正規化され、一定の大きさを持つと仮定されるので、

【0034】

【数13】

$$v_{ij} = \frac{1}{N} h_j$$

【0035】と表すことができる。したがって、シンボル d_i の推定値は、以下のよう書き換えることができる。

$$P_i = |w_i|^2 = w_i^H \cdot w_i$$

【0039】(ユーザー $j \neq i$ による) 干渉の項 MAI_i は、以下の式に等しくなる。

【0040】

【数16】

きる。

【0023】FFTの後、受信信号は、以下のように表すことができる(式(2)を参照)。

【0024】

【数9】

$$y = \sum_{j=0}^{K-1} d_j (w_j \cdot h_j \cdot c_j) + \eta = \sum_{j=0}^{K-1} d_j (w_j^* \cdot h_j \cdot c_j) + \eta \quad (3)$$

【0025】ここで、 η は分散が σ^2 のAWGN成分のベクトルであり、(白丸)は要素と要素との乗算によるベクトルの積、つまり

【0026】

【数10】

$$(x \circ y)_k = x_k \cdot y_k$$

【0027】を表す。

【0028】アップリンクチャネルの応答を決定するのは非常に困難なため、基地局の受信機は、受信した信号を各符号化シーケンスにより逆拡散することでその信号を単純に復調する。 i 番目のユーザーにより送信されたシンボルの推定値は、以下のように表現できる。

【0029】

【数11】

$$\hat{d}_i = \mu c_i^H y = \mu \sum_{j=0}^{K-1} d_j c_i^H (w_j \cdot h_j \cdot c_j) + \mu c_i^H \eta \quad (4)$$

【0030】ここで、 μ は、たとえば自動利得制御(AGC)の利得を表す正規化係数である。符号化シーケンスは正規化されていると仮定されるので、 $\eta_i = \langle \text{ベクトル} \rangle c_i^H \langle \text{ベクトル} \rangle \eta$ は σ^2 に等しい分散を持つ。

【0031】式(4)は、以下のように表される1組のベクトル v_{ij} を導入することで簡略化できる。

【0032】

【数12】

(5)

【0036】

【数14】

$$\hat{d}_i = \mu \sum_j d_j (w_j^H \cdot v_{ij}) + \mu \eta_i \quad (6)$$

【0037】携帯端末 i でシンボル d_i の送信に使用される電力は、以下のように表すことができる。

【0038】

【数15】

(7)

$$MAI_i = \mu \sum_{j \neq i} d_j (w_j^H \cdot v_{ij}) \quad (8)$$

【0041】それに対して有効な項は、以下のようになる。

【0042】

$$\tilde{d}_i = \mu d_i w_i^H v_{ii} = \frac{\mu}{N} d_i w_i^H h_i$$

【0043】本発明の目的は、干渉MAI_iと送信電力P_iを最小にしながら、〈チルダ〉d_iの値を最大にするプリディストーション係数のベクトル〈ベクトル〉w_iを見出すことである。本発明では、各ユーザーの送信電力が一定であるという制約の下ですべてのユーザーを考慮して、全体の平均二乗誤差を最小にすることを提案する。ユーザーiの携帯端末と基地局との間の電力制御ループは、送信電力とチャネル減衰との積がすべてのアクティブなユーザーに対して同一のほぼ望ましい値に維持されることを保証する。一般性を失うことなく、同様に以降で、送信電力がすべてのユーザーに対して同一であり、たとえばNに等しく（各搬送波の平均電力が1に等しくなるように選択されている）、チャネルの減衰がすべてのチャネルで同一であると仮定することができる。以下のコスト関数について検討する。

【0044】

【数18】

$$J = \sum_i E(\hat{d}_i - d_i)^2 \quad (10)$$

【0045】前述した制約下での最小化の問題は、以下のラグランジュ関数の最小値を見出すことになる。

【0046】

$$E(\hat{d}_i - d_i)^2 = \mu^2 w_i^H v_{ii} w_i + 1 - \mu w_i^H v_{ii} - \mu v_{ii}^H w_i + \mu^2 \sum_{j \neq i} w_j^H v_{ij} v_{ij}^H w_j + \mu^2 \sigma^2 \quad (13)$$

$$E(\hat{d}_i - d_i)^2 = \mu^2 \sum_j w_j^H v_{ij} v_{ij}^H w_j + 1 - \mu w_i^H v_{ii} - \mu v_{ii}^H w_i + \mu^2 \sigma^2 \quad (14)$$

$$L = \mu^2 \sum_i \sum_j w_j^H v_{ij} v_{ij}^H w_j + K - \mu \sum_i w_i^H v_{ii} - \mu \sum_i v_{ii}^H w_i + K \mu^2 \sigma^2 + \sum_i \lambda_i (w_i^H w_i - N) \quad (15)$$

【0053】式(15)の第1項は、以下のように書き換えることができる。

$$\sum_i \sum_j w_j^H v_{ij} v_{ij}^H w_j = \sum_i \sum_j w_i^H v_{ij} v_{ij}^H w_j = \sum_i w_i^H \left(\sum_j v_{ij} v_{ij}^H \right) w_i = \sum_i w_i^H \Phi_i w_i \quad (16)$$

【0055】ここで、ハミルトン行列〈行列〉Φ_iは以下のように定義される。

$$\Phi_i = \sum_j v_{ij} v_{ij}^H \quad (17)$$

【0057】最後に、ラグランジュ関数は以下のように表すことができる。

$$L = \mu^2 \sum_i w_i^H \Phi_i w_i + K - \mu \sum_i w_i^H v_{ii} - \mu \sum_i v_{ii}^H w_i + K \mu^2 \sigma^2 + \sum_i \lambda_i (w_i^H w_i - N) \quad (18)$$

【0059】ベクトル〈ベクトル〉w_i* = 〈ベクトル〉w_iに基づいて勾配を計算することで、〈ベクトル〉w_iに基づいて勾配を計算しても同じ結果が得られる)以下の1組の方程式が得られる。

【0060】

【数25】

【数17】

(9)

【数19】

$$L = \sum_i E(\hat{d}_i - d_i)^2 + \sum_i \lambda_i (w_i^H w_i - N) \quad (11)$$

【0047】ここで、λ_iは、ラグランジュスカラ乗数である。

【0048】推定値の誤差〈チルダ〉d_i - d_iは、式(6)と(8)から以下のようにして得られる。

【0049】

【数20】

$$\hat{d}_i - d_i = d_i (\mu w_i^H v_{ii} - 1) + \mu \sum_{j \neq i} d_j (w_j^H v_{ij}) + \mu \eta_i \quad (12)$$

【0050】係数μは最適化する必要がある。すなわち、正規化された送信とチャネルに対して、有効な部分の大きさは、プリディストーション方法に依存し、〈ベクトル〉w_i = 〈ベクトル〉h_iの場合にだけ1に等しくなる。したがって、バイアスが導入され、バイアスは、二乗誤差の計算の前にAGCにより補償されなければならない。

【0051】式(12)から、全体の平均二乗誤差を推定することができる。

【0052】

【数21】

【0054】

【数22】

【0056】

【数23】

【0058】

【数24】

【0061】

【0062】

$$\nabla_{w_i} L = \mu^2 \Phi_i w_i - \mu v_{ii} + \lambda_i w_i = 0 \quad \text{但し } 0 \leq i < K-1 \quad (19)$$

【0061】v_{ij}を〈ベクトル〉h_i/Nで置き換えることで、以下の式が得られる。

【数26】

$$(\mu^2 \Phi_i + \lambda_i \mathbf{I}) \mathbf{w}_i = \frac{\mu}{N} \mathbf{h}_i \quad (20)$$

【0063】ここで、〈行列〉 \mathbf{I} は $N \times N$ の単位行列である。

$$\partial L / \partial \mu = 2\mu \sum_i \mathbf{w}_i^H \Phi_i \mathbf{w}_i - \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_i - \sum_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_i + 2K\mu\sigma^2 = 0 \quad (21)$$

【0066】式(20)と(21)とを組み合わせることによって以下の式を得る。

$$2 \sum_i \mathbf{w}_i^H \left(\frac{1}{N} \mathbf{h}_i - \frac{\lambda_i}{\mu} \mathbf{w}_i \right) - \frac{1}{N} \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i - \frac{1}{N} \sum_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{w}_i + 2K\mu\sigma^2 = 0 \quad (22)$$

$$\frac{1}{N} \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i - \frac{1}{N} \sum_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{w}_i - \frac{2}{\mu} \sum_i \lambda_i \|\mathbf{w}_i\|^2 + 2K\mu\sigma^2 = 0 \quad (23)$$

【0068】さらに、式(20)の各項に左側から〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i^H を乗算することで以下の式を得る。

$$\mu^2 \mathbf{w}_i^H \Phi_i \mathbf{w}_i + \lambda_i \|\mathbf{w}_i\|^2 = \frac{\mu}{N} \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i \quad (24)$$

【0070】〈行列〉 Φ_i はエルミート行列であるので、式(24)の左辺の項は実数であり、したがって〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i^H 〈ベクトル〉 \mathbf{h}_i も実数で〈ベクトル〉 \mathbf{h}_i^H 〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i に等しい。したがって、以下の λ_i と μ の間の簡単な式が得られる。

【0071】

【数30】

$$K\mu^2\sigma^2 = N \sum_i \lambda_i = NK\bar{\lambda} \quad (26)$$

【0074】ここで、〈バー〉 λ は、ラグランジュ乗数 λ_i の平均値である。

【0075】したがって、平均値〈バー〉 λ は以下のように表すことができる。

【0076】

【数32】

$$\bar{\lambda} = \frac{\mu^2 \sigma^2}{N} \quad (27)$$

【0077】各ラグランジュ乗数 λ_i は各送信電力

$$\mathbf{w}_i = \frac{\mu}{N} (\mu^2 \Phi_i + \bar{\lambda} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_i = \frac{\mu}{N} \left(\mu^2 \Phi_i + \frac{\mu^2 \sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i = \frac{1}{\mu N} \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i \quad (28)$$

【0079】以上の近似により、式(28)から送信電力が N とはわずかに異なる場合について解が得られる。さらに、送信機においては、パラメータ μ の値が未知である。実際には、ユーザー i の送信機では、式(28)で表される線形連立方程式を解いて、つまり、未知のプリディストーションベクトル〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i を決定して、結果を正規化することで〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i が N に等しくなるようにする。したがって以下の式が得られる。

【0080】

【数34】

【0064】その段階で、パラメータ λ_i と μ はまだ決定されていないままである。パラメータ λ に基づいて L を導き出すと以下の新しい式が得られる。

【0065】

【数27】

【0067】

【数28】

【0069】

【数29】

$$K\mu^2\sigma^2 = \sum_i \lambda_i \|\mathbf{w}_i\|^2 \quad (25)$$

【0072】送信電力 $\|\mathbf{w}_i\|^2$ は N に等しいと仮定するので、以下の式が得られる。

【0073】

【数31】

〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i が N に等しくなるように選択されなければならないことを思い出す必要がある。実際には、式(20)と(25)から正確に λ_i と μ の値を決定することは非常に難しい。本発明では、式(20)で λ_i の値を平均値〈バー〉 λ で近似することを提案する。式(20)は以下ようになる。

【0078】

【数33】

$$\mathbf{w}_i = \alpha \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i \quad (29)$$

【0081】ここで、実数の係数 α は〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i を正規化するものである。

【0082】同様に、行列

【0083】

【数35】

$$\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I}$$

【0084】の逆行列を求める代わりに、 \mathbf{w}_i (1) を未知の係数として

【0085】

【数36】

$$\left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right) \mathbf{w}_i = \mathbf{h}_i$$

【0086】に対応するN個の線形連立方程式を解くことができる。それから、前述したようにプリディストーション係数 $w_i(1)$ が正規化される。次に、 $w_i(1) = w_i * (1)$ から重み係数が求められる。

【0087】式(29)には行列

【0088】

【数37】

$$\frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I}$$

【0089】が含まれるため、送信チャネルで深いフェージングが発生してもプリディストーション係数 $w_i(1)$ には限界が存在する。ここで雑音分散の値 σ^2 は、復調された信号のSINR(信号対干渉雑音比)とする。この値は、基地局で推定して携帯端末に送信可能である。その代わりに、雑音分散の値 σ^2 を、たとえば

$$\Phi_i = \text{Diag}(\mathbf{h}_i) \text{Diag}(\mathbf{c}_i) \sum_j (\mathbf{c}_j^* \mathbf{c}_j^T) \text{Diag}(\mathbf{c}_j^*) \text{Diag}(\mathbf{h}_j^*) \quad (30)$$

【0094】したがって、以下のように表すことができる。

$$\Phi_i = \text{Diag}(\mathbf{h}_i) \text{Diag}(\mathbf{c}_i) \mathbf{C}^* \mathbf{C}^T \text{Diag}(\mathbf{c}_i^*) \text{Diag}(\mathbf{h}_i^*) \quad (31)$$

【0096】ここで、 \mathbf{C} は、符号化シーケンスの $N \times K$ 行列である。

【0097】式(33)からわかるように、〈行列〉 Φ_i の計算は、いくつかの簡単な演算が必要な対角行列のかけ算と、高速フーリエ変換(FFT)やウォルシュアダマール変換(WHT)などの高速アルゴリズムが使用可能な行列の〈行列〉 $\mathbf{C}^* \langle \text{行列} \rangle \mathbf{C}^T$ の計算とが必要なのである。後者の行列は、ユーザー数または符号の割り当てが変化したとき、たとえばフレームごとに再計算が必要なのである。行列〈行列〉 Φ_i 、したがってベクトル〈ベクトル〉 \mathbf{w}_i は、チャネル係数〈ベクトル〉 \mathbf{h}_i ($i \neq 1$)のベクトルには依存しないことに注意することが重要である。携帯端末iの送信機では、アクティブなユーザーの符号とユーザーiのアップリンクチャネルの係数がわかるだけでよい。前述のように、アップリンクチャネルの係数はダウンリンクチャネルの係数と同一であると仮定されている。

【0098】図3は、本発明によるアップリンクのプリディストーション方法を実施した携帯端末内のMC-CDMA送信機の構造を示している。従来技術と同様に、送信機は、ユーザーiの符号化シーケンスによって送信されるシンボルを乗算する第1の乗算器310、OFDM多重化により結果を多重化するマルチプレクサ320、(プレフィックス挿入を伴う)逆フーリエ変換を実

携帯端末のメモリ内に格納された典型値のルックアップテーブルから検索することもできる。一般的に、テーブルはBERレベル、変調の種類、使用されるチャネル符号化の種類などの通信パラメータによって索引が付けられる。

【0090】ユーザーiに対する行列〈行列〉 Φ_i は、(すべてのユーザーjに対する)符号化シーケンス〈行列〉 \mathbf{c}_j とチャネル応答〈行列〉 \mathbf{h}_j の関数として以下のように表現できる。

【0091】

【数38】

$$\Phi_i = \sum_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H = \sum_j (\mathbf{c}_j^* \mathbf{h}_j \mathbf{c}_j) (\mathbf{c}_j^* \mathbf{h}_j \mathbf{c}_j)^H \quad (30)$$

$$\Phi_i = \sum_j \text{Diag}(\mathbf{h}_j) \text{Diag}(\mathbf{c}_j) (\mathbf{c}_j^* \mathbf{c}_j^T) \text{Diag}(\mathbf{c}_j^*) \text{Diag}(\mathbf{h}_j^*) \quad (31)$$

【0092】ここで、 \mathbf{T} は転置演算を表し、〈行列〉 $\text{Diag}(\mathbf{u})$ はベクトル〈ベクトル〉 \mathbf{u} の成分を対角要素に持つ対角行列を表す。

【0093】

【数39】

$$\Phi_i = \text{Diag}(\mathbf{h}_i) \text{Diag}(\mathbf{c}_i) \mathbf{C}^* \mathbf{C}^T \text{Diag}(\mathbf{c}_i^*) \text{Diag}(\mathbf{h}_i^*) \quad (32)$$

【0095】

【数40】

行するモジュール330、並列/直列変換器340、増幅器350を備える。しかし、従来技術と対照的に、送信機はさらに、周波数成分 $d_i(1)$ にそれぞれ重み係数 $w_i(1) = w_i * (1)$ を乗算する第2の乗算器311を備える。チャネル応答係数 $\mathbf{h}_i(1)$ は、チャネル推定モジュール360により、たとえば基地局から送信されたパイロットシンボルに対応する受信信号から概算される。モジュール361において、それらの係数とK人のアクティブなユーザーに割り当てられた符号化シーケンスについての知識から、式(33)に従って行列 Φ_i が計算される。モジュール362において、行列 Φ_i 、ベクトル \mathbf{h}_i 、雑音分散の値 σ^2 からプリディストーション係数 $w_i(1)$ が式(29)に従って決定され、次に重み係数 $w_i(1) = w_i * (1)$ が決定される。

【0099】以下で示す第1の変形例では、モジュール361における行列〈行列〉 Φ_i の計算は、実数領域で行なうことができる。実際に、 $\rho_i(1)$ と $\theta_i(1)$ がそれぞれチャネル応答係数 $\mathbf{h}_i(1)$ の大きさと偏角であるときに、 $\mathbf{h}_i(1) = \rho_i(1) e^{j\theta_i(1)}$ であり、〈ベクトル〉 ρ_i と〈ベクトル〉 $e^{j\theta_i}$ とが、それぞれ $\rho_i(1)$ と $e^{j\theta_i(1)}$ を成分とするベクトルを表すすると、以下の式が満たされる。

【0100】

【数41】

$$\Phi_i = \text{Diag}(e^{j\theta_i}) \Phi'_i \text{Diag}(e^{-j\theta_i}) \quad (34)$$

【0101】以上の式では、以下の表現を使用している。

【0102】

【数42】

$$\Phi'_i = \text{Diag}(\rho_i) \text{Diag}(c_i) C^* C^T \text{Diag}(c_i^*) \text{Diag}(\rho_i) \quad (35)$$

【0103】式(34)から以下のように変形できる。

【0104】

【数43】

$$\begin{aligned} w_i &= \alpha \left(\text{Diag}(e^{j\theta_i}) \cdot \Phi'_i \cdot \text{Diag}(e^{-j\theta_i}) + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} h_i \\ w_i &= \alpha \left(\text{Diag}(e^{j\theta_i}) \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right) \cdot \text{Diag}(e^{-j\theta_i}) \right)^{-1} h_i \\ w_i &= \alpha \text{Diag}(e^{j\theta_i}) \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \text{Diag}(e^{-j\theta_i}) h_i \\ w_i &= \alpha \text{Diag}(e^{j\theta_i}) \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \rho_i \end{aligned}$$

$$\omega_i = \text{Diag}(e^{-j\theta_i}) w_i \quad (36)$$

【0107】ここで、

【0108】

【数45】

$$\omega_i = \alpha \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \rho_i$$

【0109】である。したがって、361と362において実数領域で計算を行い、それから最後に実数成分 ω_i (1)に位相の係数 $e^{-j\theta_i}$ (1)を適用することができる。

【0110】本発明の第2の変形例を以降で説明する。まず、MC-CDMAが最大負荷で動作し、符号化シーケンスが直交または準直交していると仮定する。その場合、行列〈行列〉 $C^* \langle \text{行列} \rangle C^T$ は、単位行列に等しくなり、また式(33)は以下ようになる。

【0111】

【数46】

$$\Phi_i = \text{Diag}(|h_i|^2 |c_i|^2) = \frac{1}{N} \text{Diag}(|h_i|^2) \quad (37)$$

【0112】式(37)を式(29)に代入して、最大負荷の場合の成分 w_i (1)が以下ようになるプリディストーションベクトルを得る。

【0113】

【数47】

$$w_i(\ell) = \alpha N \frac{h_i(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \sigma^2} \quad (38)$$

【0114】ここで、 α は正規化係数である。その場合、重み係数は以下のように表すことができる。

【0115】

【0105】したがって、以下のように表すことができる。

【0106】

【数44】

【数48】

$$\omega_i(\ell) = \alpha N \frac{h_i^*(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \sigma^2} \quad (39)$$

【0116】システムが最大負荷で動作していないときには、行列〈行列〉 $C^* \langle \text{行列} \rangle C^T$ はもはや単位行列に等しくないが、対角要素が値のより大きな要素となる。実際、対角要素は以下のように表される。

【0117】

【数49】

$$\gamma_{kk} = \sum_{j=0}^{K-1} C_{kj}^* C_{kj} = \frac{K}{N} \quad (40)$$

【0118】そして、項 $C_{kj}^* C_{k'j}$ は $k \neq k'$ のときに互いに相殺される傾向にあるので、対角要素は、非対角要素

【0119】

【数50】

$$\gamma_{kk'} = \sum_{j=0}^{K-1} C_{kj}^* C_{k'j}$$

【0120】よりも大きくなると予測される。行列〈行列〉 $C^* \langle \text{行列} \rangle C^T$ をその対角要素で近似することで、以下の式を得る。

【0121】

【数51】

$$\Phi_i \approx \text{Diag} \left(\frac{K}{N} |h_i|^2 |c_i|^2 \right) = \frac{K}{N^2} \text{Diag}(|h_i|^2) \quad (41)$$

【0122】最後に、式(41)を式(29)に代入して、プリディストーションベクトルの成分を以下のように表すことができる。

【0123】

【数52】

$$w_i(\ell) \approx \alpha \left[\frac{K}{N^2} |h_i(\ell)|^2 + \frac{\sigma^2}{N} \right]^{-1} h_i(\ell) = \alpha \frac{N^2}{K} \frac{h_i(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \frac{N}{K} \sigma^2} \quad (42)$$

【0124】ここで、 α は正規化係数である。つまり、重み係数 $w_i(1)$ は以下のように表される。

【0125】

【数53】

$$w_i(\ell) = \alpha \frac{N^2}{K} \frac{h_i^*(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \frac{N}{K} \sigma^2} \quad (43)$$

【0126】さらに、チャネル応答係数 $h_i(1)$ ($i=0, \dots, L-1$)に相関関係がある場合、MAIレベルが減少し、重み係数を表す以下の式を有利に使用することができる。

【0127】

【数54】

$$w_i(\ell) = \alpha \frac{N^2}{K} \frac{h_i^*(\ell)}{\beta |h_i(\ell)|^2 + \frac{N}{K} \sigma^2} \quad (44)$$

【0128】ここで、 β は、 $0 \leq \beta \leq 1$ の範囲の重み係数であり、チャネル応答係数 $h_i(1)$ ($i=0, \dots, L-1$)の相関関係を反映し、チャネル応答係数に相関関係があるときには1より減少する。

【0129】図4は、本発明によるMC-CDMA送信機により送信された信号を受信するように適合された基地局内のMC-CDMA受信機の構造を示す。図2の従

来技術のように、本受信機は、直列／並列変換器410、FFTモジュール420（プレフィックス除去機能付き）、周波数領域のサンプルに拡散シーケンスの要素の共役要素を乗算する乗算器4300～430L-1、加算器440、推定シンボルを供給するための検出器450を備える。従来技術のように、ビタビ復号やターボ復号のようなエラー制御復号処理を備えることが可能である。しかし、従来技術とは対照的に、プリディストーションが送信機側で行なわれているため、等化は必要ない。

【0130】図3に図示したMC-CDMA送信機については、たとえば計算手段や推定手段などの機能モジュールの観点で説明しているが、この装置のすべてまたは一部は、説明したすべての機能を果たすように専用化された1つのプロセッサ、あるいはそれぞれがそれらの機能の1つまたはいくつかを果たすように専用化またはプログラムされた複数のプロセッサの形態により実施可能であることはいうまでもない。

【図面の簡単な説明】

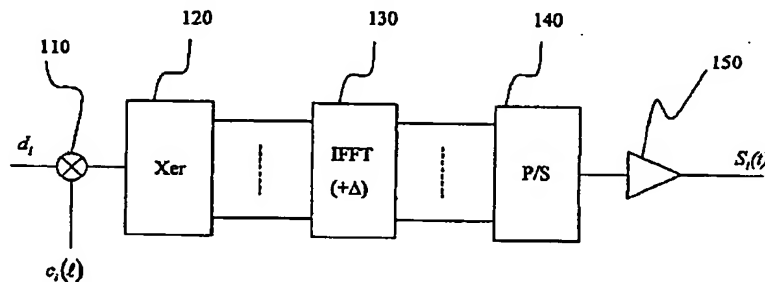
【図1】現在の技術水準において既知のMC-CDMA送信機の構造の概略を示す。

【図2】現在の技術水準において既知のMC-CDMA受信機の構造の概略を示す。

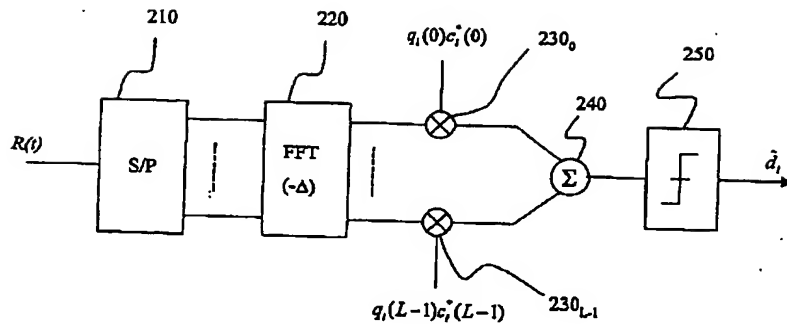
【図3】本発明によるMC-CDMA送信機の構造の概略を示す。

【図4】本発明によるMC-CDMA送信機と共に使用されるMC-CDMA受信機の構造の概略を示す。

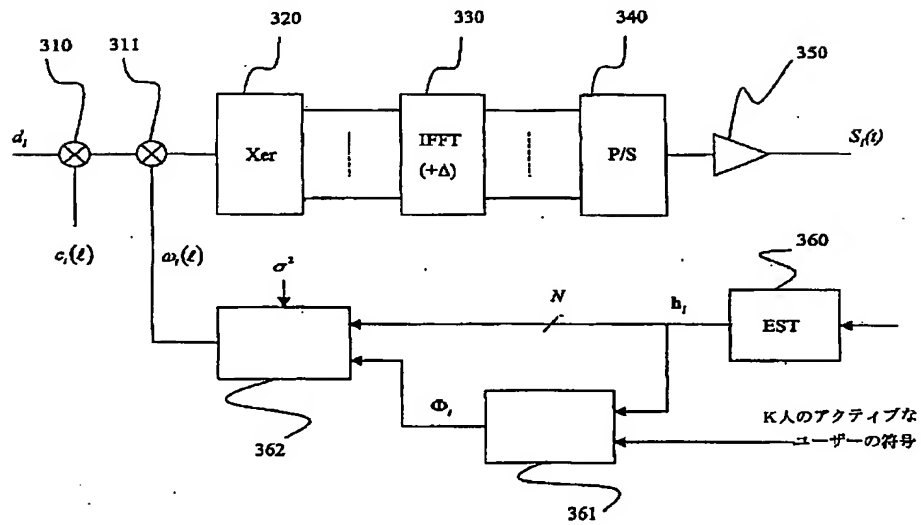
【図1】



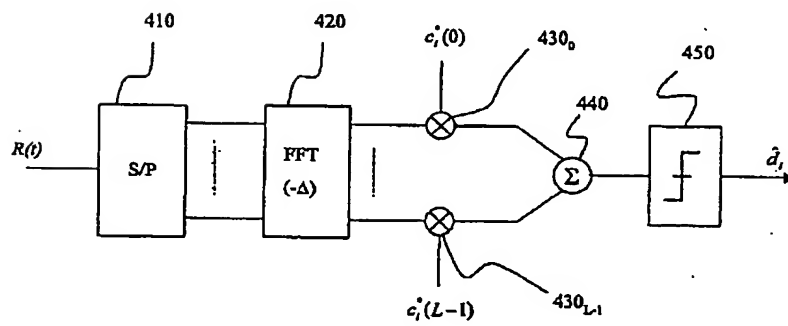
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

(72)発明者 デビッド・モティエ
フランス国、35700 レンヌ、アヴニ
ー・デ・ビュット・ド・コエスム 80

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD25
DD33 DD35 EE02 EE14 EE21
EE31
5K046 AA05 EE37 EE52 EE59

【外国語明細書】

1. Title of the Invention

PRE-DISTORTION METHOD FOR TELECOMMUNICATION SYSTEM
AND TRANSMITTER FOR MOBILE TERMINAL OF MC-CDMA
TELECOMMUNICATION SYSTEM

2. Claims

1. Pre-distortion method for a telecommunication system comprising a base station and at least one user (i), each symbol (d_i) of said user being spread with a coding sequence ($c_i(\ell)$) over a plurality of carriers (ℓ) to produce a plurality of corresponding frequency components ($d_i c_i(\ell)$) of a signal ($S_i(t)$) to be transmitted over an uplink transmission channel to said base station, characterised in that each of said frequency components is weighted by a weighting coefficient ($w_i(\ell)$), said weighting coefficients being a function of the channel response coefficients ($h_i(\ell)$) of the corresponding downlink transmission channel at the frequencies (f_i) of said carriers and of a value of the noise variance (σ^2) affecting said carriers.

2. Pre-distortion method according to claim 1, characterised in that, for said user (i), a vector w_i representing said weighting coefficients is determined from a vector h_i representing said channel response coefficients as the conjugate of a vector w_i , the latter vector being obtained from an expression of the type $w_i = \alpha \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} I \right)^{-1} h_i$, where I is the identity matrix, σ^2 is said value of noise variance, N is the length of said coding sequences, α is a normalisation factor, Φ_i is a matrix depending on the coding sequences allocated to the active users served by said base station and on said channel response coefficients.

3. Pre-distortion method according to claim 2, characterised in that said matrix Φ_i is calculated according to an expression of the type $\Phi_i = \text{Diag}(h_i) \cdot \text{Diag}(c_i) \cdot C^* C^T \cdot \text{Diag}(c_i^*) \cdot \text{Diag}(h_i^*)$ where $\text{Diag}(h_i)$ and $\text{Diag}(h_i^*)$ are diagonal matrices having respectively said channel response coefficients and the conjugates thereof as diagonal elements, $\text{Diag}(c_i)$ and

$\text{Diag}(\mathbf{c}_i^*)$ are diagonal matrices having respectively the elements of the coding sequence of said user and the conjugates thereof as diagonal elements, \mathbf{C} is a matrix representing the code sequences allocated to the active users, and where * and T respectively denote the conjugate and the transpose operations.

4. Pre-distortion method according to claim 2, characterised in that said matrix Φ_i is calculated according to an expression of the type $\Phi_i = \frac{K}{N^2} \text{Diag}(|h_i|^2)$ where K is the number of active users and $\text{Diag}(|h_i|^2)$ is a diagonal matrix having the square modulus of said channel response coefficients as diagonal elements.

5. Pre-distortion method according to claim 1, characterised in that said weighting coefficients $w_i(\ell)$ of the frequency components relative to the carriers ℓ are proportional to $\frac{h_i^*(\ell)}{\beta|h_i(\ell)|^2 + \frac{N}{K}\sigma^2}$ where $h_i(\ell)$ is the

channel response coefficient at the frequency of carrier ℓ , N is the length of said code sequence and K is the number of active users served by said base station, β is a real weighting coefficient and * denotes the conjugate operation.

6. Pre-distortion method according to claim 1, characterised in that for said user (i), a vector \mathbf{w}_i representing the respective amplitudes of said weighting coefficients is determined from a vector \mathbf{p}_i representing the respective amplitudes of said channel response coefficients, according to an expression of the type $\mathbf{w}_i = \alpha \cdot \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{p}_i$ where \mathbf{I} is the identity matrix, σ^2 is said value of noise variance, N is the length of said code sequence, α is a normalisation factor and Φ_i is a matrix depending on the coding sequences allocated to the active users served by said base station and said channel response coefficients.

7. Pre-distortion method according to claim 6, characterised in that said matrix Φ_i is calculated according to an expression of the type $\Phi_i = \text{Diag}(\rho_i) \cdot \text{Diag}(c_i) \cdot C^* C^T \cdot \text{Diag}(c_i^*) \cdot \text{Diag}(\rho_i)$ where $\text{Diag}(\rho_i)$ is a diagonal matrix having the components of said vector ρ_i as diagonal elements, $\text{Diag}(c_i)$ and $\text{Diag}(c_i^*)$ are diagonal matrices having respectively the elements of the coding sequence of said user and the conjugates thereof as diagonal elements, C is a matrix representing the code sequences allocated to the active users, $*$ and T respectively denote the conjugate and the transpose operations.

8. Pre-distortion method according to any preceding claim, characterised in that said value of noise variance is retrieved from a look-up table.

9. Pre-distortion method according to any of claims 1-7, characterised in that said value of the noise variance is a measured value transmitted by said base station.

10. Transmitter for a mobile terminal of an MC-CDMA telecommunication system comprising spreading means (310) for spreading a symbol (d_i) to be transmitted over a plurality of carriers (ℓ) to produce a plurality of frequency components ($d_i c_i(\ell)$), characterised by estimating means (360) for estimating the channel response coefficients ($h_i(\ell)$) of the downlink transmission channel at the frequencies (f_ℓ) of said carriers, calculating means (361, 362) deriving from said channel response coefficients and a value of the noise variance (σ^2) affecting said carriers, a plurality of weighting coefficients ($\omega_i(\ell)$), and weighting means (311) for weighting said frequency components with said weighting coefficients.

3. Detailed Description of Invention

The present invention relates to a method for uplink pre-distortion for a Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) telecommunication system.

MC-CDMA has been receiving widespread interest for wireless broadband multimedia applications. Multi-Carrier Code Division Multiple

Access (MC-CDMA) combines OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulation and the CDMA multiple access technique. This multiple access technique was proposed for the first time by N. Yee et al. in the article entitled "Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks" which appeared in Proceedings of PIMRC'93, Vol. 1, pages 109-113, 1993. The developments of this technique were reviewed by S. Hara et al. in the article entitled "Overview of Multicarrier CDMA" published in IEEE Communication Magazine, pages 126-133, December 1997.

Unlike DS-CDMA (Direct Spread Code Division Multiple Access), in which the signal of each user is multiplied in the time domain in order to spread its frequency spectrum, the signature here multiplies the signal in the frequency domain, each element of the signature multiplying the signal of a different sub-carrier.

In general, MC-CDMA combines the advantageous features of CDMA and OFDM, i.e. high spectral efficiency, multiple access capabilities, robustness in presence of frequency selective channels, high flexibility, narrow-band interference rejection, simple one-tap equalisation, etc.

More specifically, Fig. 1 illustrates the structure of an MC-CDMA transmitter for a given user i . We consider here the uplink, i.e. we suppose that the transmitter is located in the mobile terminal (denoted MT) of a user i . Let $d_i(n)$ be the symbol to be transmitted from user i at time nT to the base station, where $d_i(n)$ belongs to the modulation alphabet. The symbol $d_i(n)$ is first multiplied at 110 by the a spreading sequence (and a scrambling sequence which is here omitted for the sake of clarity) denoted $c_i(t)$. The spreading sequence consists of N "chips", each "chip" being of duration T_c , the total duration of the spreading sequence corresponding to a symbol period T . Without loss of generality, we assume otherwise specified in the following that a single spreading sequence is allocated to the user. In general, a user may be allocated one or a plurality of orthogonal spreading sequences (multi-code allocation) according to the data rate required. In order to mitigate intra-cell interference, the spreading allocated to different users are preferably chosen orthogonal.

The result of the multiplication of the symbol $d_i(n)$, hereinafter simply denoted d_i by the elements of the spreading sequence gives N symbols multiplexed in 120 over a subset of N frequencies of an OFDM multiplex. In

general the number N of frequencies of said subset is a sub-multiple of the number L of frequencies of the OFDM multiplex. We assume in the following that $L=N$ and denote $c_i(\ell) = c_i(\ell T_c)$, $\ell = 0, \dots, L-1$ the values of the spreading sequence elements for user i . The block of symbols multiplexed in 120 is then subjected to an inverse fast Fourier transformation (IFFT) in the module 130. In order to prevent intersymbol interference, a guard interval of length typically greater than the duration of the impulse response of the transmission channel, is added to the MC-CDMA symbol. This is achieved in practice by adding a prefix (denoted Δ) identical to the end of the said symbol. After being serialised in the parallel to serial converter 140, the MC-CDMA symbols are converted into an analogue signal which is then filtered and RF frequency up-converted (not shown) before being amplified in amplifier 150 and transmitted over the uplink transmission channel. The MC-CDMA method can essentially be regarded as a spreading in the spectral domain (before IFFT) followed by an OFDM modulation.

The signal $S_i(t)$ at time t which is supplied to the amplifier before being transmitted over the reverse link transmission channel can therefore be written, if we omit the prefix:

$$S_i(t) = d_i \sum_{\ell=0}^{L-1} c_i(\ell) \exp(j 2\pi f_\ell t) \text{ for } nT \leq t < (n+1)T \quad (1)$$

where $f_\ell = (\ell - L/2)/T$, $\ell = 0, \dots, L-1$ are the frequencies of the OFDM multiplex. More precisely, it should be understood that the transmitted signal is in fact $\text{Re}(S_i(t) \exp(j 2\pi F_0 t))$ where $\text{Re}(\cdot)$ stands for the real part and F_0 is the RF carrier frequency. In other words, $S_i(t)$ is the complex envelope of the transmitted signal.

An MC-CDMA receiver for a given user i has been illustrated schematically in Fig. 2. Since we consider the uplink, the receiver is located at the base station.

After baseband demodulation, the signal is sampled at the "chip" frequency and the samples belonging to the guard interval are eliminated (elimination not shown). The signal obtained can be written:

$$R(t) = \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{\ell=0}^{L-1} h_i(\ell) c_i(\ell) d_i \exp(j.2\pi f_c t) + b(t) \quad \text{for } nT \leq t < (n+1)T \quad (2)$$

where where t takes successive sampling time values, K is the number of users and $h_i(\ell)$ represents the response of the channel of the user i to the frequency of the subcarrier ℓ of the MC-CDMA symbol transmitted at time $n.T$ and where $b(t)$ is the received noise.

The samples obtained by sampling the demodulated signal at the “chip” frequency are serial to parallel converted in 210 before undergoing an FFT in the module 220. The samples in the frequency domain, output from 220, are despread by the spreading sequence of user i . To do this, the samples of the frequency domain are multiplied by the coefficients $c_i^*(\ell)$ (here in the multipliers 230₀,..., 230_{L-1}) and then added (in adder 240). The summation result is detected in 250 for supplying an estimated symbol \hat{d}_i . Although not represented, the detection may comprise an error correction decoding like a Viterbi or a turbo-decoding which are known as such.

Furthermore, in MC-CDMA as in DS-CDMA, equalisation can be performed at the receiving side in order to compensate for the dispersive effects of the transmission channel. In MC-CDMA, the samples in the frequency domain are respectively multiplied with equalising coefficients $q_i(\ell)$, $\ell = 0, \dots, L-1$ (here in 230₀,..., 230_{L-1}). However, in MC-CDMA in contrast to DS-CDMA, there is no simple equalisation method for an uplink channel because the estimation of an uplink channel appears very complex.

Indeed in MC-CDMA, this estimation must be performed before despreading, i.e. at the chip level, when the signal from the different users are still combined. In contrast, in DS-CDMA, this estimation is usually performed after despreading, i.e. at the symbol level, and therefore separately for each user.

In order to overcome the problem of channel estimation, it has been proposed to implement a pre-distortion at the transmitter side (i.e. in the mobile terminal, denoted MT), so that a simple demodulator could be used at the receiver side without needing to estimate the channel. The basic idea underlying pre-distortion is to exploit the reciprocity of the transmission channels (in TDD), that is the downlink channel estimation performed for the downlink demodulation is used as an estimation of the uplink channel. This

implies both TDD-operation (same frequency band used for the uplink and downlink), and relatively low MT mobility, i.e. low Doppler frequency.

An MC-CDMA TDD-system with (downlink) pre-distortion has been described e.g. in the article of D.G. Jeong et al. entitled "Effects of channel estimation error in MC-CDMA/TDD systems" published in VTC 2000-Spring Tokyo, IEEE 51st, Vol. 3, pages 1773-1777. Pre-distortion is simply effected by multiplying each frequency component of the MC-CDMA symbol to be transmitted by the inverse of the channel response coefficient at said frequency, i.e. $h_i^{-1}(\ell)$. However, contrary to what is put forward in the above mentioned paper such downlink pre-distortion is not possible since the base station (denoted BS) cannot send one common pre-distorted multi-user signal which would have been optimised for the different propagation downlink channels from the base station to the mobile terminals ($h_i^{-1}(\ell)$ depends on i). This problem does not exist for the uplink transmission channels and one could think to apply this pre-distortion technique for the uplink. However, multiplying the frequency components by the coefficients $h_i^{-1}(\ell)$ may lead to a very high transmitted power if the uplink transmission channel exhibits deep fades (i.e. $h_i(\ell)$ may be close to zero for some subcarriers ℓ). This high transmitted power decreases in turn the battery autonomy and may significantly increase the interference towards adjacent cells.

An object of the present invention is to design a simple pre-distortion technique for an uplink channel in an MC-CDMA system which does not present the drawbacks set out above.

To this end, the invention is defined by the pre-distortion method claimed in claim 1 and a transmitter implementing such pre-distortion method as claimed in claim 10. Advantageous embodiments of the invention are defined in the dependent claims.

The basic idea underlying the invention stems from the analogy between the pre-distortion and the demodulation issues. In both cases, the channel selectivity destroys the orthogonality of the spreading sequences and orthogonality must be restored without unduly increasing the noise level (in the demodulation case), or without unduly increasing the transmitting power (in the pre-distortion case).

We refer back to the context of an MC-CDMA TDD telecommunication system and more specifically to a base station receiving complex symbols from a plurality of active users $i = 0, \dots, K-1$. Let us denote, for user i , d_i the (complex scalar) transmitted symbol, \mathbf{c}_i the vector of components $c_i(\ell)$, \mathbf{h}_i the channel response vector of components $h_i(\ell)$, \mathbf{w}_i a pre-distortion vector of pre-distortion coefficients $w_i(\ell)$ and $\boldsymbol{\omega}_i$ the corresponding vector of weighting coefficients $\omega_i(\ell) = w_i^*(\ell)$. In general, \mathbf{c}_i , \mathbf{h}_i , \mathbf{w}_i and $\boldsymbol{\omega}_i$ are vectors of size N , where N is the spreading sequence length. As mentioned above, it is assumed that $N=L$, i.e. that the code sequence length is equal to the number of carriers and that one active user uses only one code sequence. However, the results set out below can be extended to the case where the number of carriers is greater than the spreading length (typically a multiple thereof) and/or to multi-code transmission.

After FFT, the received signal can be expressed as (see equation 2) :

$$\mathbf{y} = \sum_{j=0}^{K-1} d_j (\boldsymbol{\omega}_j \circ \mathbf{h}_j \circ \mathbf{c}_j) + \boldsymbol{\eta} = \sum_{j=0}^{K-1} d_j (\mathbf{w}_j^* \circ \mathbf{h}_j \circ \mathbf{c}_j) + \boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

where $\boldsymbol{\eta}$ is a vector of AWGN components of variance σ^2 and where \circ expresses the vector multiplication element by element, that is $(\mathbf{x} \circ \mathbf{y})_k = x_k \cdot y_k$.

The determination of the uplink channel responses being very difficult to achieve, the receiver of the base station simply demodulates the received signal by despreading it with each code sequence. The estimation of the symbol transmitted by the i^{th} user can be expressed as:

$$\hat{d}_i = \mu \mathbf{c}_i^H \mathbf{y} = \mu \sum_{j=0}^{K-1} d_j \mathbf{c}_i^H (\mathbf{w}_j^* \circ \mathbf{h}_j \circ \mathbf{c}_j) + \mu \mathbf{c}_i^H \boldsymbol{\eta} \quad (4)$$

where μ is a normalisation coefficient which for example represents the gain of the automatic gain control (AGC). As the code sequences are assumed to be normalised, $\eta_i = \mathbf{c}_i^H \boldsymbol{\eta}$ has a variance equal to σ^2 .

The expression (4) can be simplified by introducing a set of vectors \mathbf{v}_j where :

$$\mathbf{v}_j = \mathbf{c}_j^* \circ \mathbf{h}_j \circ \mathbf{c}_j \quad (5)$$

Since the code sequences are assumed normalised and of constant amplitude, it can be noted that $\mathbf{v}_{ii} = \frac{1}{N} \mathbf{h}_i$. Therefore the estimation of symbol d_i can then be rewritten as:

$$\hat{d}_i = \mu \sum_j d_j (\mathbf{w}_j^H \cdot \mathbf{v}_j) + \mu \eta_i \quad (6)$$

The power used by the mobile terminal i for transmitting the symbol d_i can be expressed as:

$$P_i = \|\mathbf{w}_i\|^2 = \mathbf{w}_i^H \cdot \mathbf{w}_i \quad (7)$$

The interference term MAI_i (due to the users $j \neq i$) is equal to :

$$MAI_i = \mu \sum_{j \neq i} d_j (\mathbf{w}_j^H \cdot \mathbf{v}_i) \quad (8)$$

whereas the useful term is equal to :

$$\tilde{d}_i = \mu d_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_{ii} = \frac{\mu}{N} d_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i \quad (9)$$

The purpose of the invention is to find the vector \mathbf{w}_i of pre-distortion coefficients which maximises the value of \tilde{d}_i , while minimising the interference MAI_i and transmitted power P_i . According to the invention, it is proposed to minimise a global mean square error taking into account all the users under the constraint of a fixed transmitted power for each user. The power control loop between the mobile terminal of user i and the base station ensures that the product of the transmitted power by the channel attenuation is maintained about a desired value which is the same for all the active users. Without loss of generality, we may equivalently suppose in the following that

the transmitted power is the same for all the users, e.g. equal to N (that is the average power of each carrier is chosen equal to 1) and that the channel attenuation is identical for all the channels. Let us consider the cost function:

$$J = \sum_i E(\hat{d}_i - d_i)^2 \quad (10)$$

The problem of minimisation under constraint mentioned above amounts to finding the minimum of the Lagrange function :

$$L = \sum_i E(\hat{d}_i - d_i)^2 + \sum_i \lambda_i (\mathbf{w}_i^H \cdot \mathbf{w}_i - N) \quad (11)$$

where the λ_i are the Lagrange scalar multipliers.

The error on the estimation $\hat{d}_i - d_i$ can be obtained from (6) and (8):

$$\hat{d}_i - d_i = d_i (\mu \mathbf{w}_i^H \cdot \mathbf{v}_i - 1) + \mu \sum_{j \neq i} d_j (\mathbf{w}_j^H \cdot \mathbf{v}_i) + \mu \eta_i \quad (12)$$

The coefficient μ has to be optimised: for normalised transmission and channels, the amplitude of the useful part will depend on the pre-distortion method, and be equal to 1 only for $\mathbf{w}_i = \mathbf{h}_i$. A bias will therefore be introduced, and must be compensated by AGC before calculation of the square error.

From (12), the global mean square error can be estimated:

$$E(\hat{d}_i - d_i)^2 = \mu^2 \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_i + 1 - \mu \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_i - \mu \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_i + \mu^2 \sum_{j \neq i} \mathbf{w}_j^H \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_j + \mu^2 \sigma^2 \quad (13)$$

$$E(\hat{d}_i - d_i)^2 = \mu^2 \sum_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_j + 1 - \mu \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_i - \mu \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_i + \mu^2 \sigma^2 \quad (14)$$

$$L = \mu^2 \sum_i \sum_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_j + K - \mu \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_i - \mu \sum_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_i + K \mu^2 \sigma^2 + \sum_i \lambda_i (\mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i - N) \quad (15)$$

The first term of (15) can be rewritten as :

$$\sum_i \sum_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_j = \sum_i \sum_j \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \mathbf{w}_i = \sum_i \mathbf{w}_i^H \left(\sum_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right) \mathbf{w}_i = \sum_i \mathbf{w}_i^H \Phi_i \mathbf{w}_i \quad (16)$$

where the Hermitian matrix Φ_i is defined as :

$$\Phi_i = \sum_j \mathbf{v}_{ji} \mathbf{v}_{ji}^H \quad (17)$$

Finally, the Lagrange function is expressed as :

$$L = \mu^2 \sum_i \mathbf{w}_i^H \Phi_i \mathbf{w}_i + K - \mu \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_{ii} - \mu \sum_i \mathbf{v}_{ii}^H \mathbf{w}_i + K \mu^2 \sigma^2 + \sum_i \lambda_i (\mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i - N) \quad (18)$$

By calculating the gradients according to the vectors $\mathbf{w}_i^* = \mathbf{w}_i$ (the same result is obtained by calculating the gradients according to vector \mathbf{w}_i), the following set of equations is obtained :

$$\nabla_{\mathbf{w}_i} L = \mu^2 \Phi_i \mathbf{w}_i - \mu \mathbf{v}_{ii} + \lambda_i \mathbf{w}_i = 0 \quad \text{for} \quad 0 \leq i < K-1 \quad (19)$$

By replacing \mathbf{v}_{ii} with \mathbf{h}_i/N :

$$(\mu^2 \Phi_i + \lambda_i \mathbf{I}) \mathbf{w}_i = \frac{\mu}{N} \mathbf{h}_i \quad (20)$$

where \mathbf{I} is the identity matrix of size $N \times N$.

At that stage, parameters λ_i and μ remain to be determined. Deriving L according to parameter μ provides a new equation :

$$\partial L / \partial \mu = 2\mu \sum_i \mathbf{w}_i^H \Phi_i \mathbf{w}_i - \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{v}_{ii} - \sum_i \mathbf{v}_{ii}^H \mathbf{w}_i + 2K \mu \sigma^2 = 0 \quad (21)$$

By combining equations (20) and (21), we obtain :

$$2 \sum_i \mathbf{w}_i^H \left(\frac{1}{N} \mathbf{h}_i - \frac{\lambda_i}{\mu} \mathbf{w}_i \right) - \frac{1}{N} \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i - \frac{1}{N} \sum_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{w}_i + 2K \mu \sigma^2 = 0 \quad (22)$$

$$\frac{1}{N} \sum_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i - \frac{1}{N} \sum_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{w}_i - \frac{2}{\mu} \sum_i \lambda_i \|\mathbf{w}_i\|^2 + 2K \mu \sigma^2 = 0 \quad (23)$$

Furthermore, by multiplying on the left each term of equation (20) by \mathbf{w}_i^H , we obtain :

$$\mu^2 \mathbf{w}_i^H \Phi_i \mathbf{w}_i + \lambda_i |\mathbf{w}_i|^2 = \frac{\mu}{N} \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i \quad (24)$$

As Φ_i is Hermitian, the left-hand term of (24) is real, and therefore $\mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i$ is real and equal to $\mathbf{h}_i^H \mathbf{w}_i$. A simple expression between the λ_i and μ is obtained :

$$K \mu^2 \sigma^2 = \sum_i \lambda_i |\mathbf{w}_i|^2 \quad (25)$$

Since the transmitted power $|\mathbf{w}_i|^2$ is assumed to be equal to N :

$$K \mu^2 \sigma^2 = N \sum_i \lambda_i = N K \bar{\lambda} \quad (26)$$

where $\bar{\lambda}$ is the average value of the Lagrange multipliers λ_i .

The average value $\bar{\lambda}$ can therefore be expressed as :

$$\bar{\lambda} = \frac{\mu^2 \sigma^2}{N} \quad (27)$$

Let us recall that each Lagrange multiplier λ_i must be chosen so that each transmitted power $|\mathbf{w}_i|^2$ is equal to N . It is very difficult in practice to determine precisely the λ_i and μ values from equations (20) and (25). According to the invention it is proposed to approximate in equation (20) the λ_i values by the mean value $\bar{\lambda}$. Equation (20) then becomes :

$$\mathbf{w}_i = \frac{\mu}{N} (\mu^2 \Phi_i + \bar{\lambda} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_i = \frac{\mu}{N} \left(\mu^2 \Phi_i + \frac{\mu^2 \sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i = \frac{1}{\mu N} \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i \quad (28)$$

Due to the above approximation, equation (28) could provide a solution with a transmitted power slightly different from N . In addition, the

transmitter does not know the value of parameter μ . In practice, the transmitter of user i solves the linear system of equations (28) i.e. determines the unknown pre-distortion vector \mathbf{w}_i and normalises the result so that $|\mathbf{w}_i|^2$ is equal to N . Therefore,

$$\mathbf{w}_i = \alpha \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i \quad (29)$$

where the real coefficient α corresponds to the normalisation of \mathbf{w}_i .

Equivalently, instead of inverting the matrix $\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I}$ a system of N linear equations corresponding to $\left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right) \mathbf{w}_i = \mathbf{h}_i$, and where $w_i(\ell)$ are the unknown coefficients, can be solved. The pre-distortion coefficients $w_i(\ell)$ are then normalised as set out above. The weighting coefficients are then obtained from $\omega_i(\ell) = w_i^*(\ell)$.

Because of the presence of the matrix $\frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I}$ in expression (29) the pre-distortion coefficients $w_i(\ell)$ are bounded even if a deep fade is experienced on the transmission channel. The value of the noise variance σ^2 is taken here as the inverse of the *SINR* (Signal to Interference plus Noise Ratio) for the demodulated signal. It can be estimated by the base station and transmitted to the mobile terminal. Alternatively, a value of the noise variance σ^2 can be retrieved from a look-up table of typical values stored e.g. in a memory of the mobile terminal. In general, the table is indexed by the parameters of the communication as the targeted BER level, the type of modulation, the type of channel coding used.

The matrix Φ_i for user i can be expressed as a function of the code sequences \mathbf{c}_j (for all the users j) and channel response \mathbf{h}_i as follows:

$$\Phi_i = \sum_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H = \sum_j (\mathbf{c}_j^* \mathbf{h}_i \mathbf{c}_i) (\mathbf{c}_j^* \mathbf{h}_i \mathbf{c}_i)^H \quad (30)$$

$$\Phi_i = \sum_j \text{Diag}(\mathbf{h}_i) \text{Diag}(\mathbf{c}_i) (\mathbf{c}_j^* \mathbf{c}_j) \text{Diag}(\mathbf{c}_i^*) \text{Diag}(\mathbf{h}_i^*) \quad (31)$$

where T denotes the transpose operation and $\text{Diag}(\mathbf{u})$ denotes the diagonal matrix having the components of the vector \mathbf{u} as diagonal elements.

$$\Phi_i = \text{Diag}(\mathbf{h}_i) \text{Diag}(\mathbf{c}_i) \sum_j (\mathbf{c}_j \mathbf{c}_j^T) \text{Diag}(\mathbf{c}_j^*) \text{Diag}(\mathbf{h}_i^*) \quad (32)$$

and therefore :

$$\Phi_i = \text{Diag}(\mathbf{h}_i) \text{Diag}(\mathbf{c}_i) \mathbf{C}^* \mathbf{C}^T \text{Diag}(\mathbf{c}_i^*) \text{Diag}(\mathbf{h}_i^*) \quad (33)$$

where \mathbf{C} is the $N \times K$ matrix of the code sequences.

As it can be seen from expression (33), the calculation of Φ_i merely entails a multiplication by diagonal matrices which requires few simple operations, and the calculation of the matrix $\mathbf{C}^* \mathbf{C}^T$ for which fast algorithms, e.g. Fast Fourier Transform (FFT) or Walsh Hadamard Transform (WHT) do exist. The latter matrix needs only to be recalculated when the number of users or the code allocation changes, for example every frame. It is important to note that the matrix Φ_i and hence the vector \mathbf{w}_i does not depend on the vectors of channel coefficients \mathbf{h}_j , $j \neq i$. The transmitter of the mobile terminal i simply needs to know the codes of the active users and the coefficients of the uplink channel for user i . As indicated above, the coefficients of the uplink channel are supposed identical to those of the downlink channel.

Fig. 3 illustrates the structure of a MC-CDMA transmitter implementing the uplink pre-distortion method according to the invention. As in the prior art, the transmitter comprises a first multiplier 310 for multiplying the symbol to be transmitted by the code sequence of user i , a multiplexer 320 for multiplexing the results over the OFDM multiplex, a module 330 performing an inverse Fourier transform (with prefix insertion), a parallel/serial converter 340 and an amplifier 350. In contrast with the prior art however, the transmitter further comprises a second multiplier 311 for multiplying the frequency components $d_i c_i(\ell)$ with the weighting coefficients $\omega_i(\ell) = w_i^*(\ell)$ respectively. A channel estimation module 360 estimates, e.g. from a received signal corresponding to a pilot symbol transmitted by the base station, the channel coefficients $h_i(\ell)$. From these coefficients and the knowledge of the code sequences allocated to the K active users, the matrix

Φ_i is calculated in module 361 according to equation (33). From the matrix Φ_i , the vector \mathbf{h}_i and a value of noise variance σ^2 the module 362 determines the pre-distortion coefficients $w_i(\ell)$ according to expression (29) and then the weighting coefficients $\omega_i(\ell) = w_i^*(\ell)$.

According to a first variant of the invention shown below, the calculation of the matrix Φ_i in module 361 can be made in the real domain. Indeed, if $h_i(\ell) = \rho_i(\ell)e^{j\theta_i(\ell)}$ where $\rho_i(\ell)$ and $\theta_i(\ell)$ are respectively the amplitude and the argument of the channel response coefficient $h_i(\ell)$, and we denote ρ_i and $\mathbf{e}^{j\theta_i}$ the vectors of components $\rho_i(\ell)$ and $e^{j\theta_i(\ell)}$ respectively, we have:

$$\Phi_i = \text{Diag}(\mathbf{e}^{j\theta_i}) \Phi'_i \text{Diag}(\mathbf{e}^{-j\theta_i}) \quad (34)$$

where we have denoted:

$$\Phi'_i = \text{Diag}(\rho_i) \text{Diag}(\mathbf{c}_i) \mathbf{C}^* \mathbf{C}^T \cdot \text{Diag}(\mathbf{c}_i^*) \text{Diag}(\rho_i) \quad (35)$$

From equation (34) we obtain:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_i &= \alpha \left(\text{Diag}(\mathbf{e}^{j\theta_i}) \cdot \Phi'_i \cdot \text{Diag}(\mathbf{e}^{-j\theta_i}) + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h}_i \\ \mathbf{w}_i &= \alpha \left(\text{Diag}(\mathbf{e}^{j\theta_i}) \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right) \cdot \text{Diag}(\mathbf{e}^{-j\theta_i}) \right)^{-1} \mathbf{h}_i \\ \mathbf{w}_i &= \alpha \text{Diag}(\mathbf{e}^{j\theta_i}) \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \text{Diag}(\mathbf{e}^{-j\theta_i}) \mathbf{h}_i \\ \mathbf{w}_i &= \alpha \text{Diag}(\mathbf{e}^{j\theta_i}) \cdot \left(\Phi'_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \rho_i \end{aligned}$$

Hence,

$$\omega_i = \text{Diag}(\mathbf{e}^{-j\theta_i}) \mathbf{w}_i \quad (36)$$

where $\omega_i = \alpha \cdot \left(\Phi_i + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I} \right)^{-1} \rho_i$. It is therefore possible to make the calculation in 361 and 362 in the real domain and to apply last the phase factors $e^{-j\theta_i(\ell)}$ to the real components $\omega_i(\ell)$.

A second variant of the invention is described hereafter. First, it is assumed that the MC-CDMA operates at full load and the code sequences are orthogonal or quasi-orthogonal. In such instance the matrix $\mathbf{C}^* \mathbf{C}^T$ is equal to the identity matrix and (33) then becomes:

$$\Phi_i = \text{Diag}(|h_i|^2 |c_i|^2) = \frac{1}{N} \text{Diag}(|h_i|^2) \quad (37)$$

By replacing the expression (37) into (29), we obtain for the full load case a pre-distortion vector of components $w_i(\ell)$:

$$w_i(\ell) = \alpha N \frac{h_i(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \sigma^2} \quad (38)$$

where α is a normalisation factor. In such instance, the weighting coefficients are expressed as:

$$\omega_i(\ell) = \alpha N \frac{h_i^*(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \sigma^2} \quad (39)$$

When the system does not operate at full load, the matrix $\mathbf{C}^* \mathbf{C}^T$ is not equal to the identity matrix anymore but the diagonal terms remain predominant. Indeed, the diagonal terms are equal to :

$$\gamma_{kk} = \sum_{j=0}^{K-1} C_{kj}^* C_{kj} = \frac{K}{N} \quad (40)$$

and are expected to be larger than the off-diagonal terms $\gamma_{kk'} = \sum_{j=0}^{K-1} C_{kj}^* C_{k'j}$, since the terms $C_{kj}^* C_{k'j}$ tend to cancel out each other when $k \neq k'$. By approximating the matrix $\mathbf{C}^* \mathbf{C}^T$ to its diagonal terms, we obtain:

$$\Phi_i \approx \text{Diag} \left(\frac{K}{N} |h_i|^2 |c_i|^2 \right) = \frac{K}{N^2} \text{Diag} (|h_i|^2) \quad (41)$$

Finally, by replacing expression (41) into (29), the components of the pre-distortion vector, can be approximated as follows:

$$w_i(\ell) \approx \alpha \left[\frac{K}{N^2} |h_i(\ell)|^2 + \frac{\sigma^2}{N} \right]^{-1} h_i(\ell) = \alpha \frac{N^2}{K} \frac{h_i(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \frac{N}{K} \sigma^2} \quad (42)$$

where α is a normalisation factor. That is, the weighting coefficients $w_i(\ell)$ are expressed as:

$$w_i(\ell) = \alpha \frac{N^2}{K} \frac{h_i^*(\ell)}{|h_i(\ell)|^2 + \frac{N}{K} \sigma^2} \quad (43)$$

In addition, it can be shown that, if the channel response coefficients $h_i(\ell)$, $\ell = 0, \dots, L-1$ are correlated, the MAI level is reduced and the following expression for the weighting coefficients is advantageously used:

$$w_i(\ell) = \alpha \frac{N^2}{K} \frac{h_i^*(\ell)}{\beta |h_i(\ell)|^2 + \frac{N}{K} \sigma^2} \quad (44)$$

where β is a weighting factor, $0 \leq \beta \leq 1$, which reflects the correlation of the channel response coefficients $h_i(\ell)$, $\ell = 0, \dots, L-1$ and departs from $\beta = 1$ when the channel response coefficients are correlated.

Fig. 4 illustrates the structure of a MC-CDMA receiver in the base station adapted to receive a signal transmitted by a MC-CDMA transmitter according to the invention. As in the prior art of Fig. 2, the present receiver comprises a serial to parallel converter 410, an FFT module 420 (with prefix removal), multipliers 430₀ to 430_{L-1} for multiplying the samples in the frequency domain by the conjugates $c_i^*(\ell)$ of the elements of the spreading sequence, an adder 440 and a detector 450 for supplying the estimated symbols. As in the prior art, an error control decoding can be provided, like a Viterbi decoding or a turbo-decoding. In contrast to the prior art, however, no

equalisation is needed since pre-distortion has been performed at the transmitter side.

Although the MC-CDMA transmitter illustrated in Fig. 3 has been described in terms of functional modules e.g. computing or estimating means, it goes without saying that all or part of this device can be implemented by means of a single processor either dedicated for performing all the functions depicted or in the form of a plurality of processors either dedicated or programmed for each performing one or some of said functions.

4. Brief Description of Drawings

Fig. 1 depicts schematically the structure of an MC-CDMA transmitter known from the state of the art;

Fig. 2 depicts schematically the structure of an MC-CDMA receiver known from the state of the art;

Fig. 3 depicts schematically the structure of an MC-CDMA transmitter according to the invention;

Fig. 4 depicts schematically the structure of an MC-CDMA receiver to be used with the MC-CDMA transmitter according to the invention.

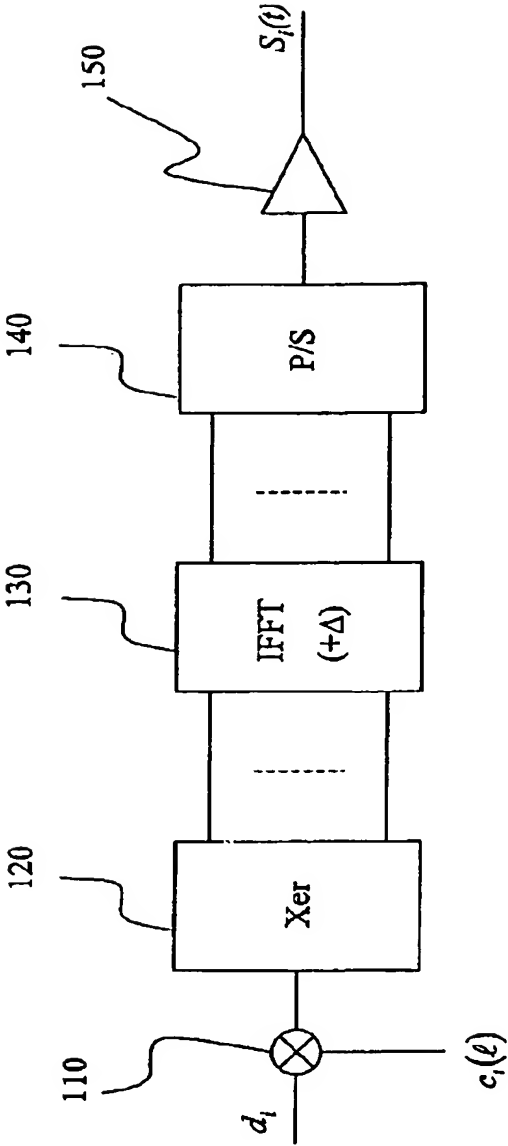
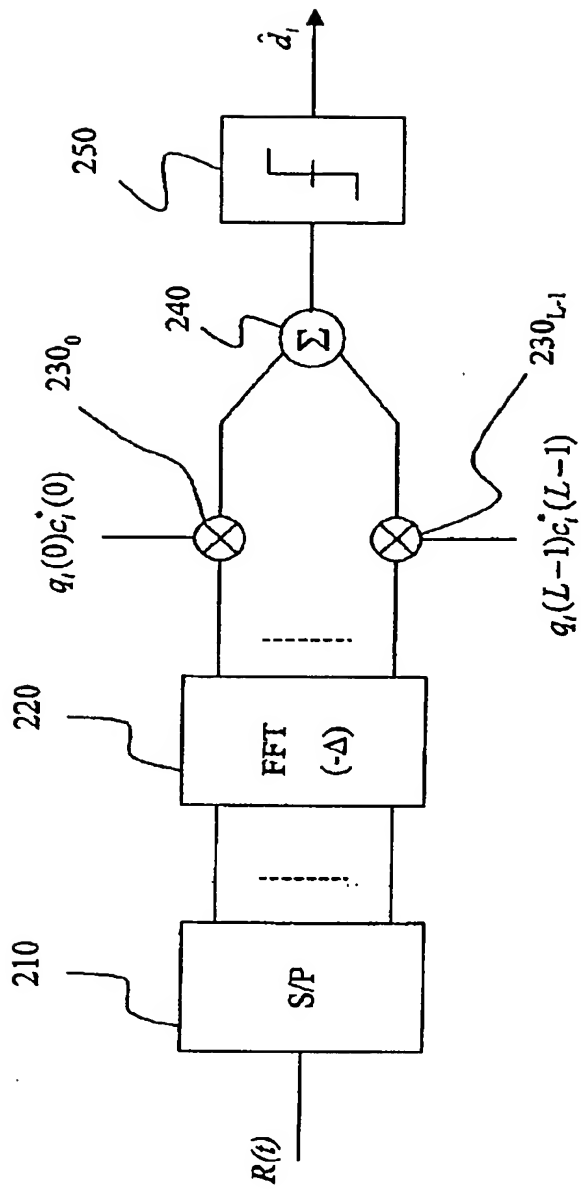


Fig. 1

Fig. 2

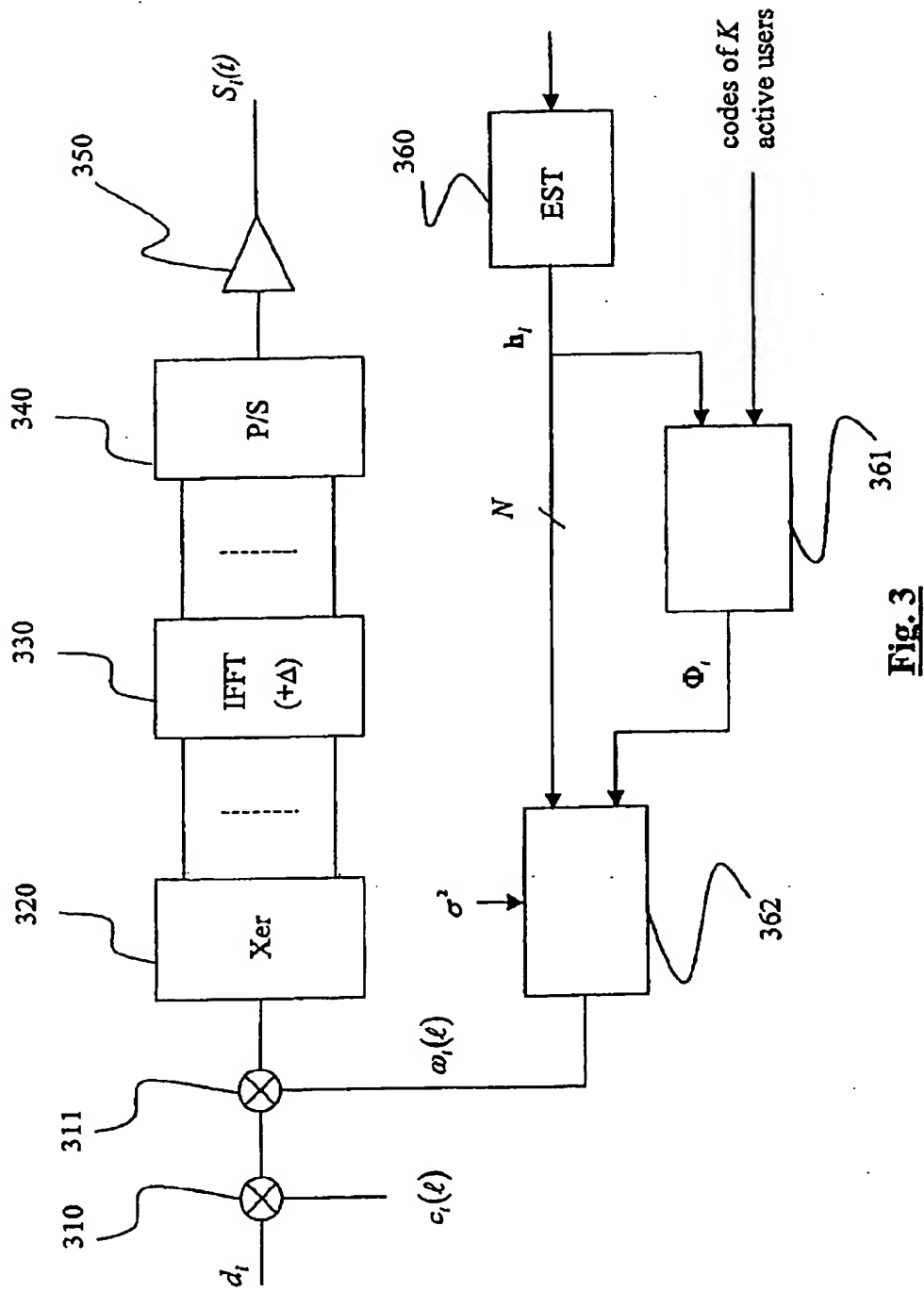
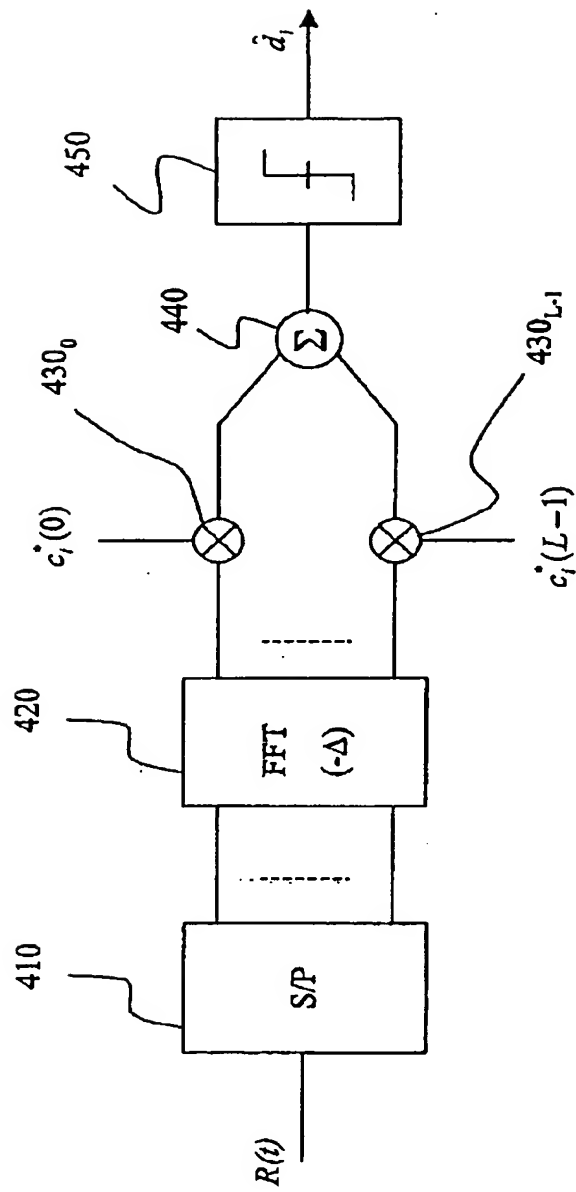


Fig. 3

Fig. 4

1. ABSTRACT

The invention concerns a pre-distortion method for a telecommunication system comprising a base station and at least one user. Each symbol of said user is spread with a coding sequence over a plurality of carriers to produce a plurality of corresponding frequency components of a signal ($S_i(t)$) to be transmitted over an uplink transmission channel to said base station. Each of said frequency components is weighted by a weighting coefficient ($w_i(\ell)$), said weighting coefficients being determined from the channel response coefficients ($h_i(\ell)$) of the corresponding downlink transmission channel at the respective frequencies of said carriers and from a value of the noise variance (σ^2) affecting said carriers.

2. Representative Drawing

Fig. 3